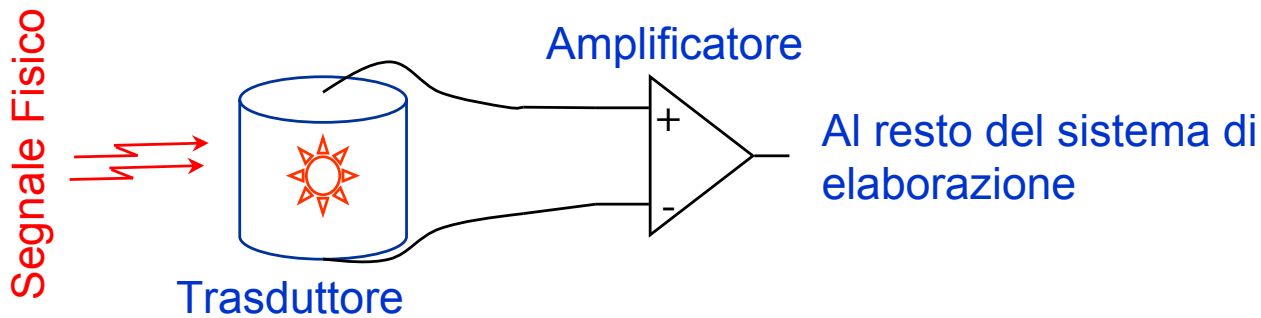


PARTIAMO DAL MONDO ANALOGICO

lunedì 2 novembre 2009

Il segnale da trattare arriverà da qualche entità fisica, per essere trasdotto in un segnale elettrico:



La sottigliezza è come realizzare l'amplificatore con le specifiche del progetto .

Gli amplificatori sono realizzati sulla base di circuiti che fanno uso di componenti così detti attivi: i transistori.

Vi sono però dei componenti, diciamo macroscopici, che sono composti da strutture circuitali comprendenti molti transistori connessi in modo tale da realizzare amplificatori di tensione differenziali, ma non solo, con un alto guadagno: gli Amplificatori Operazionali.

Gli amplificatori Operazionali hanno permesso di semplificare notevolmente, e nel contempo aumentare l'affidabilità, di molti progetti.

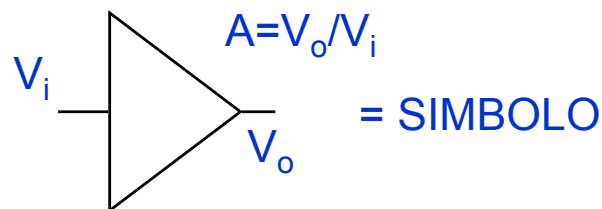
Non solo, ma il potere disporre di un circuito, così detto monolitico, che in pochi mm² di spazio contenga molti transistori (ed anche resistori e condensatori) connessi tra di loro elettricamente in modo consistente riduce molto gli ingombri.

APPRODIAMO AGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Il concetto di Amplificatore Operazionale, AO d'ora in poi, si basa su di una proprietà molto semplice e pratica: la reazione negativa.

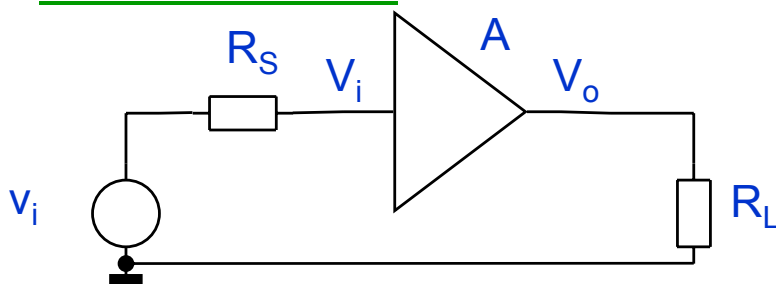
Facciamo un passo a ritroso nel considerare le ragioni che portano alla convenienza della così detta reazione negativa.

Si vuole introdurre un sistema elettronico, introdotto in simboli come:



Che ci consenta almeno di realizzare la seguente funzione:

RETE MINIMALE:



CONDIZIONE IDEALE:

$V_o = A V_i$,
INDIPENDENTEMENTE DA
 R_s E R_L .

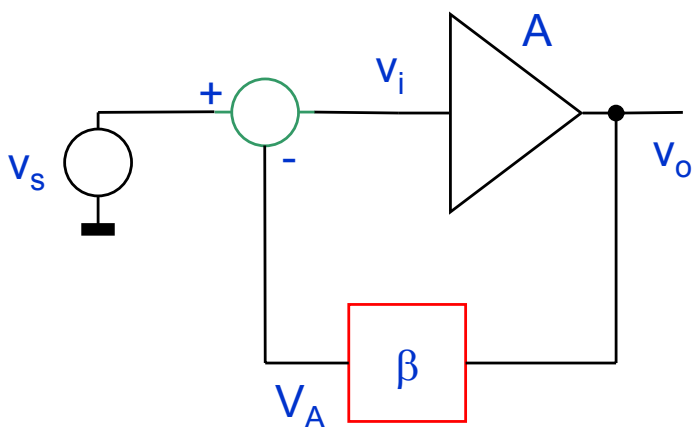
IL CONCETTO DI REAZIONE 1

Il problema dell' amplificatore così introdotto riguarda il valore del fattore di amplificazione A : per ogni valore necessario occorrerebbe un amplificatore progettato allo scopo.

In realtà e' possibile fare in modo che l'amplificatore abbia un guadagno che non dipenda dal valore finale dell'amplificazione da realizzare, ovvero dalla necessità dell'utente finale.



SI UTILIZZA IL CONCETTO DI REAZIONE



In un sistema reazionato si prende una frazione del segnale generato all'uscita e la si sottrae, o somma, all'ingresso.

Nel primo caso si dice che la reazione e' negativa, nel secondo che e' rigenerativa, o positiva.

MATEMATICAMENTE IL CONTO E' FATTO IN MODO IMMEDIATO:

$$v_o = A v_i$$

$$v_i = v_s - v_A$$

$$v_A = \beta v_o$$

$$v_i = v_s - \beta v_o$$

$$v_o = A(v_s - \beta v_o)$$

$$v_o + A\beta v_o = A v_s$$

$$v_o(1 + A\beta) = A v_s$$

$$v_o = \frac{A}{1 + A\beta} v_s$$

IL CONCETTO DI REAZIONE 2

$$A(v_s - \beta v_o) = v_o \quad T = -A\beta$$

$$v_o = \frac{A}{1-T} v_s$$

LA QUANTITÀ $T = -A\beta$ E' DETTO GUADAGNO DI ANELLO.

SI PUÒ SUBITO OSSERVARE CHE:

se $T < 0$ la reazione e' negativa perché $1-T = 1+A\beta > 1$ sempre;

se $T > 0$ la reazione e' rigenerativa o positiva, ovvero $1-T$ potrebbe diventare nullo portando alla divergenza il segnale di uscita v_o .

INOLTRE:

La reazione negativa la si ottiene:

- con un nodo di sottrazione in ingresso se $A > 0$;
- con un nodo di somma se $A < 0$.

In soldoni, che beneficio potremmo trarre dalla reazione negativa?

Si supponga, ma non e' limitativo, di realizzare il blocco β con componenti passivi, che presentano stabilità elevate, si ha che risulterà $\beta < 1$.

Ma se facciamo in modo di soddisfare comunque la condizione: $|T| >> 1$ si può approssimare:

$$v_o \approx \frac{1}{\beta} v_s$$

Indipendente dal guadagno 'ad anello aperto' A , che deve essere scelto di valore elevato per soddisfare la condizione a fianco.

IL CONCETTO DI REAZIONE 3

La filosofia che soggiace al risultato ottenuto e' la seguente:

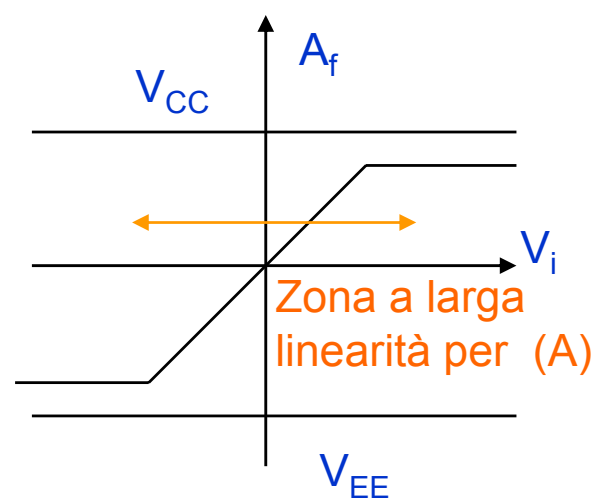
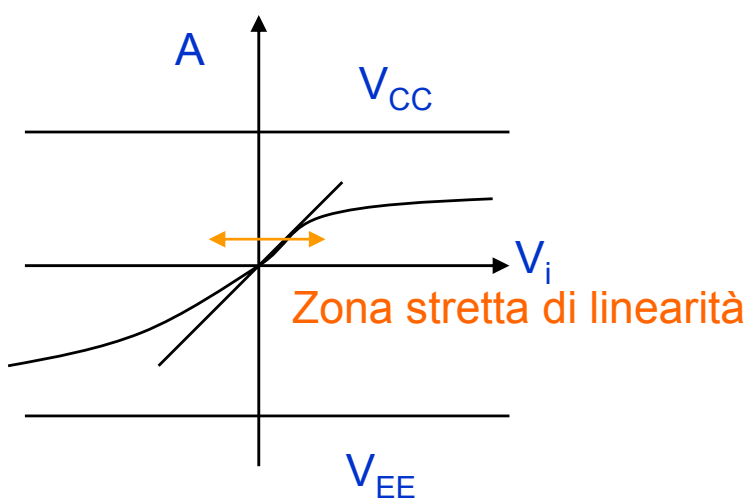
SI POSSONO COMPERARE AMPLIFICATORI PROGETTATI PER AVERE UN GRANDE GUADAGNO AD ANELLO APERTO. L'UTILIZZATORE CON SOLO QUALCHE COMPONENTE PASSIVO DA AGGIUNGERE IN MODO DESIDERATO PUÒ PERSONALIZZARE IL CIRCUITO PER OTTENERE VALORI DI GUADAGNO ARBITRARI.

Vediamo subito qualche aspetto positivo della reazione negativa:

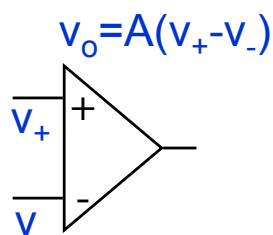
$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + \beta A} \Rightarrow \frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{\Delta A}{A} \quad (A)$$

La variazione di A_f risulta essere ridicolizzata in confronto alla variazione del guadagno ad anello aperto.

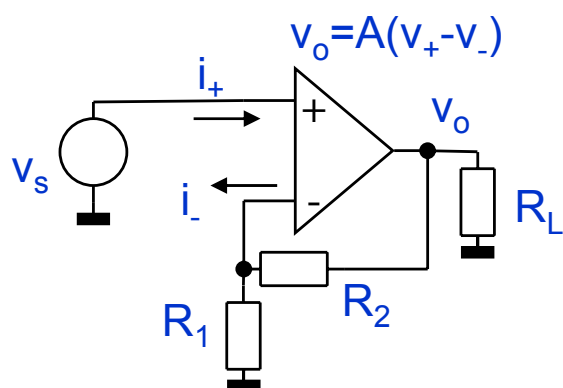
LA CURVA DI RISPOSTA VIENE LINEARIZZATA:



REAZIONE CON GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE ∞ 1



Il più generico amplificatore di tensione e' il così detto amplificatore differenziale o operativo, la cui uscita e' proporzionale alla differenza tra due, piuttosto che uno, segnali di ingresso.



LA REAZIONE E' NEGATIVA.

Qualsiasi sia il segnale di uscita di valore finito (all'interno dei limiti di funzionamento) il rapporto tra tensione di uscita e di ingresso deve essere sempre uguale ad A.

NELL'IPOTESI DI $A = \infty$ SI PUÒ DIRE:

$$v_+ - v_- = \frac{v_o}{A} \approx 0 \quad \text{OVVERO:} \quad v_+ \approx v_-$$

Non solo. Se R_i e' l'impedenza di ingresso dell'amplificatore vale anche il seguente importante fatto fondamentale:

$$i_+ = i_- = \frac{v_+ - v_-}{R_i} \approx \frac{0}{R_i} = 0$$

Secondo queste approssimazioni il circuito sopra si risolve con:

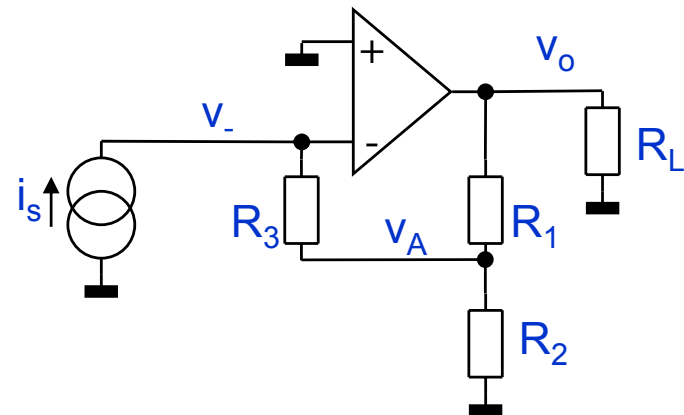
$$v_+ = v_s \approx v_- \quad \frac{v_o - v_-}{R_2} = \frac{v_-}{R_1} \quad \frac{v_o}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} v_-$$

$$v_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_- \quad \text{CIOE':} \quad v_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_s \quad \text{QUINDI:} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

REAZIONE CON GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE ∞ 2

Il risultato fondamentale ottenuto e' che nell'ipotesi che il guadagno sia molto grande il calcolo della rete e' molto semplice ed il risultato dipende solo dagli elementi di reazione. Inoltre non si e' fatto nessuna ipotesi sul tipo di amplificatore. Infine il risultato risulta essere indipendente dal valore della impedenza di carico R_L .

Vediamo un altro esempio:



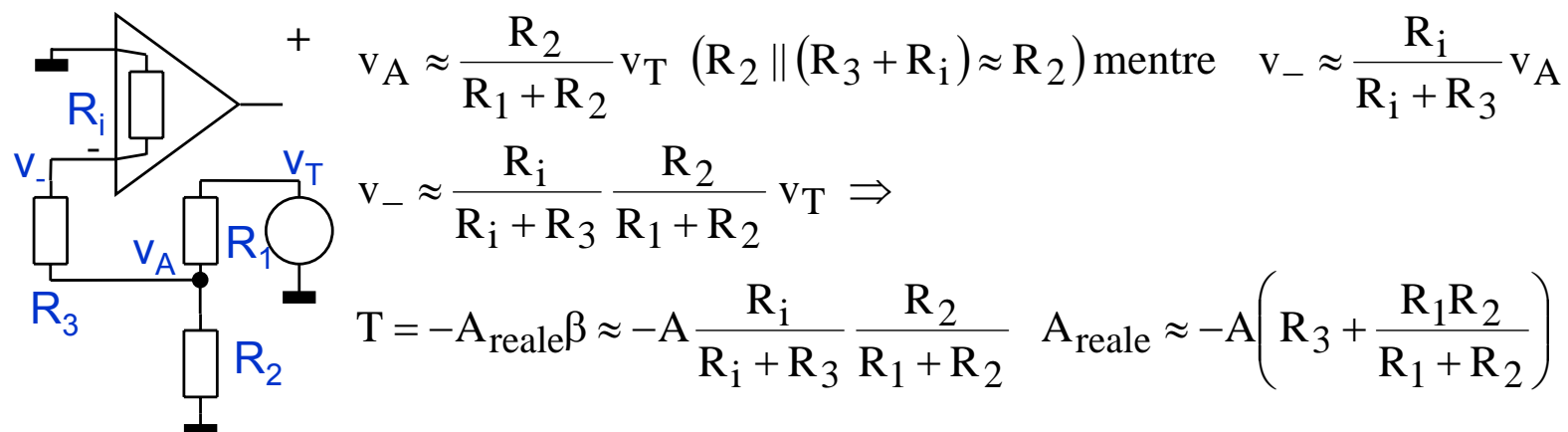
Ammettiamo ancora che sia:
 $v_+ = v_-$ e $i_+ = i_- = 0$.

$$v_- \approx v_+ = 0 \quad i_s = \frac{0 - v_A}{R_3} = -\frac{v_A}{R_3}$$

$$\frac{v_o - v_A}{R_1} + i_s = \frac{v_A}{R_2} \quad \frac{v_o}{R_1} = -i_s + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} v_A$$

$$\frac{v_o}{R_1} = -i_s - \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} R_3 i_s \quad v_o = -\frac{R_1 R_2 + R_3 (R_1 + R_2)}{R_2} i_s = \frac{1}{\beta} i_s$$

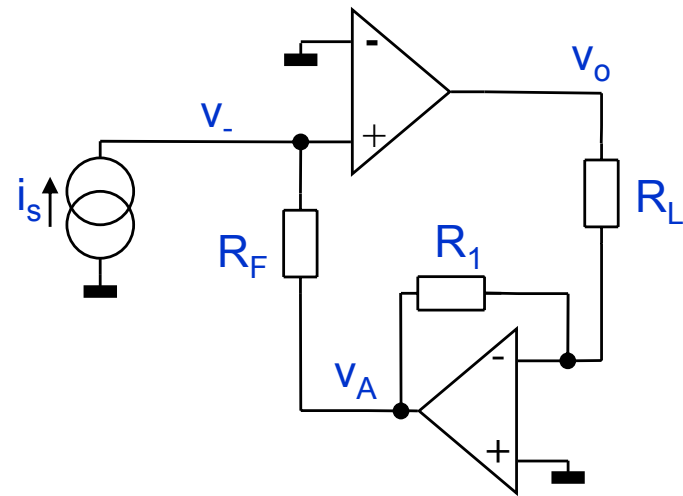
Calcoliamo β : si considera $i_s = 0$ e chiamiamo R_i l'impedenza di ingresso dell'OA. Assumiamo che sia $R_i \gg$ di R_1 , R_2 ed R_3 :



REAZIONE CON GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE ∞ 3

Un altro es.

Si supponga che i 2 amplificatori abbiano guadagno ∞ . Così che si possano considerare le coppie dei terminali di ingresso equipotenziali per entrambi.



$$v_A = -\frac{R_1}{R_L} v_o = -R_1 i_o \quad i_s = -\frac{v_A}{R_F}$$

$$i_s = \frac{R_1}{R_F} i_o \Rightarrow i_o = \frac{R_F}{R_1} i_s$$

Nell'ipotesi fatta su A:

$$\beta = \frac{R_1}{R_F}$$

L'esempio sopra e' del tipo corrente-corrente. infatti all'uscita si legge la corrente che scorre nel carico R_L ed all'ingresso si somma una corrente proporzionale alla corrente di uscita.

Si noti come il segno del guadagno di ogni amplificatore sia usato in modo che il guadagno di anello risultante sia negativo.

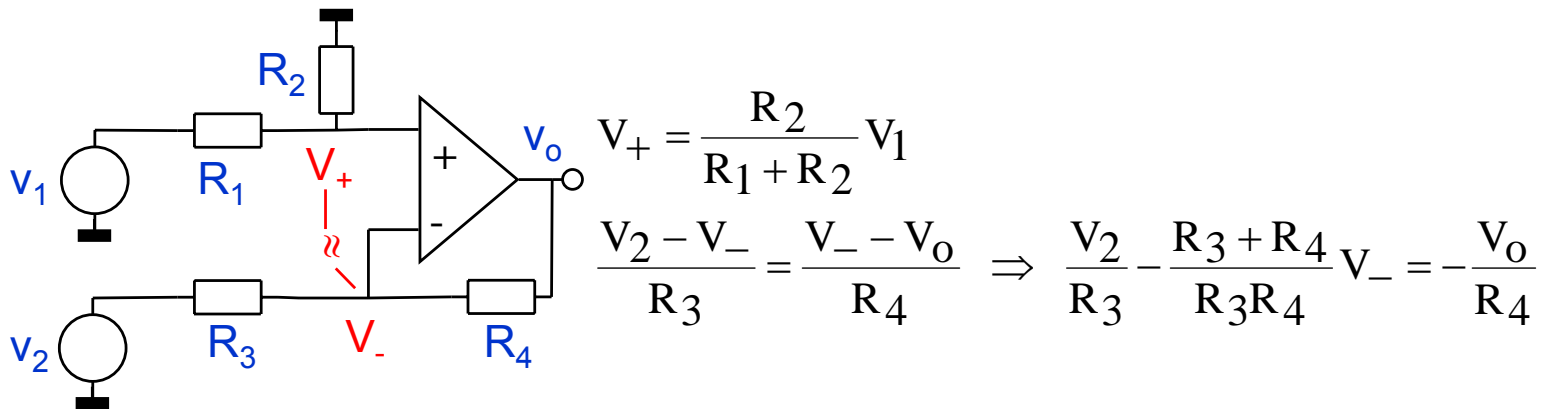


1) REGOLA:

MOLTO IMPORTANTE: IL METODO UTILIZZATO CONSENTE DI CALCOLARE L'AMMONTARE DELLA REAZIONE β DI UN QUALSIASI AMPLIFICATORE. ANCHE SE IL GUADAGNO NON FOSSE FINITO SI POTREBBE FARE IL CONTO AUMENTANDOLO ALL' ∞ COSI' DA RICAIVARE IMMEDIATAMENTE $1/\beta$.

REAZIONE CON GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE ∞ 4

La configurazione differenziale:



Quindi:

$$\frac{V_2}{R_3} - \frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4} \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 = -\frac{V_0}{R_4}$$

$$V_0 = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 - \frac{R_4}{R_3} V_2$$

Perciò se: $R_4 = R_2$ $R_1 = R_3$

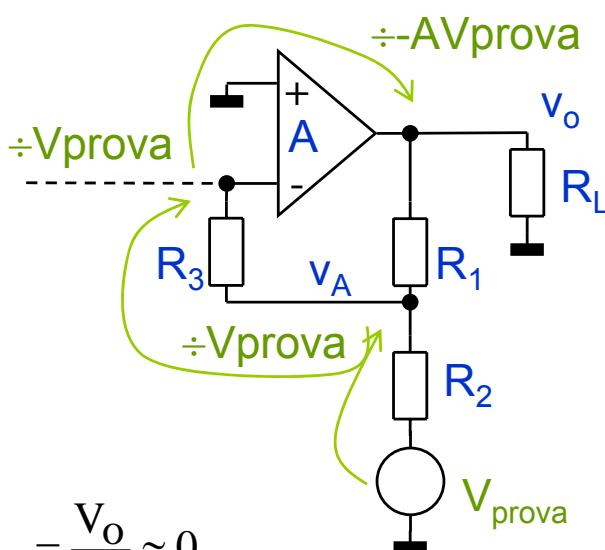
$$V_0 = \frac{R_4}{R_3} (V_1 - V_2)$$

Abbiamo realizzato l'amplificatore differenziale con guadagno dipendente solo dal rapporto tra 2 resistenze.

REAZIONE CON GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE ∞ 4

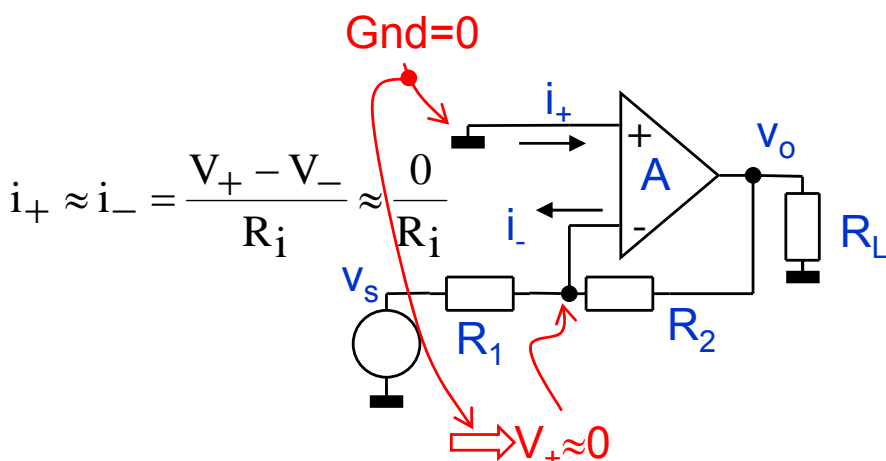
Quindi le regole per svolgere i calcoli di una rete reazionata devono seguire i seguenti passi:

1. Prima di tutto va verificato se la reazione è effettivamente negativa: un errore si può sempre compiere. La regola è applicare un segnale di prova in qualche punto della struttura reazionata e vedere qualitativamente se questo segnale viene condotto verso l'uscita, passando attraverso l'amplificatore, con un segno positivo o negativo.



$$V_+ - V_- = \frac{V_o}{A} \approx 0$$

2. Verificata la coerenza della rete si può applicare la regola semplificata: si considera $A \gg 1$. Siccome deve essere sempre verificato che $V_o = A(V_+ - V_-)$, se la reazione ci garantisce un valore di tensione finito all'uscita, deve valere che $V_+ \approx V_-$ e $i_+ \approx i_- \approx 0$.



$$\frac{V_s - 0}{R_1} \approx \frac{0 - V_o}{R_2}$$



$$V_o \approx -\frac{R_2}{R_1} V_s$$

Breve accenno sulle proprietà della Trasformata di Laplace 1

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt = L[f(t)] , \quad s = \alpha + j\omega , \quad j = \sqrt{-1}$$

Vale l'inverso:

$$f(t) = \frac{1}{j2\pi} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} F(s)e^{st}ds \quad \alpha > \alpha_c$$

$$0 \quad \text{per } t < 0$$

Applicando l'integrazione per parti si ottiene la proprietà:

$$\text{Tras.} \left(\int_0^t f(t')dt' \right) = \int_0^{\infty} \int_0^t f(t')dt' e^{-st}dt = \frac{1}{s} \text{Tras.} f(t)$$

Ed anche:

$$\text{Tras.} \left(\frac{df(t)}{dt} \right) = \int_0^{\infty} \frac{df(t)}{dt} e^{-st}dt = s \text{Tras.} f(t)$$

Ad esempio, essendo: $V(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t')dt'$ si ha subito: $V(s) = \frac{1}{sC} i(s)$

Da cui per analogia si attribuisce all'impedenza del condensatore nel campo delle frequenza la quantità: $Z = \frac{1}{sC}$

Altro es. In un'induttanza la corrente è l'integrale della tensione, per cui si ha:

$$V(s) = sLi(s) \quad \text{Ovvero che:} \quad Z = sL$$

Breve accenno sulle proprietà della Trasformata di Laplace 2

Se consideriamo la funzione:

$$f(t) = 1(t)Ae^{-\alpha t} \quad \alpha > 0$$

$$F(s) = \int_0^{\infty} Ae^{-(s+\alpha)t} dt = \frac{A}{s + \alpha}$$

Se per esempio avessimo:

$$f(t) = \left[Ae^{-\gamma t} + Be^{-\eta t} \right] 1(t), \quad \gamma, \eta > 0$$

Otterremo che secondo Laplace:

$$F(s) = \frac{A}{\gamma + s} + \frac{B}{\eta + s} = \frac{(A + B)s + A\eta + B\gamma}{s^2 + (\gamma + \eta)s + \gamma\eta}$$

Se $f(t) = 1(t)A \sin(\omega_0 t)$ abbiamo che :

$$\text{(basta osservare che: } \sin(\omega_0 t) = \frac{e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}}{2j} \text{)}$$

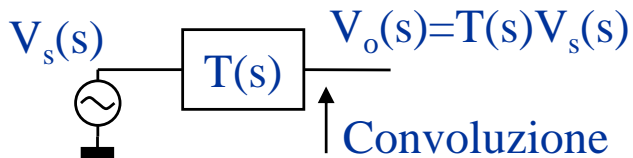
$$F(s) = \frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}$$

$$\text{Se } f(t) = 1(t)Ate^{-\gamma t} \text{ risulta: } F(s) = \frac{A}{(s + \gamma)^2}$$

Da tutto ciò ne segue che se nella soluzione di una rete il risultato è una funzione razionale fratta, la sua corrispondente nel dominio del tempo sarà una combinazione delle funzioni viste sopra.

Breve accenno sulle proprietà della Trasformata di Laplace 3

Se applichiamo ad una rete caratterizzata da una funzione di trasferimento $T(s)$ una eccitazione $V_s(s)$ abbiamo la risposta:



Nel caso particolare in cui l'eccitazione è: $V_s(t) = V_{i0} \sin(\omega_0 t) 1(t)$, abbiamo che la risposta risulta:

$$V_o(t) = V_{i0} |T(j\omega_0)| \sin(\omega_0 t + \phi(T(j\omega_0)))$$

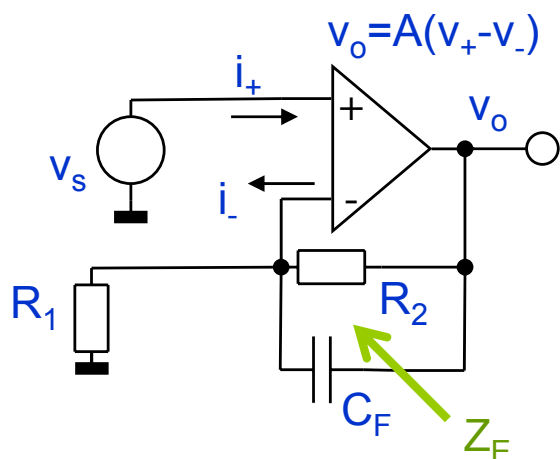
Quindi la risposta di un sistema ad un'eccitazione sinusoidale è ancora una sinusoide la cui ampiezza è proporzionale al modulo della funzione di trasferimento valutata quando $s = j\omega$, ed avente uno sfasamento uguale allo sfasamento di $T(j\omega)$.

Questo risultato è aspettato. Infatti la trasformata di Laplace è la somma delle proiezioni di $f(t)$ sulle sinuisoidia frequenze ω : $f(t)e^{\alpha t}e^{j\omega t}$.

Il regime della $T(s)$ valutato per $s = j\omega$, $T(j\omega)$ è detto regime sinusoidale. E' comodo rappresentare graficamente il regime sinusoidale che consente di visualizzare la risposta della rete ad una serie di onde sinusoidali di ampiezza costante e frequenza variabile.

LA REAZIONE CON COMPONENTI GENERICI 1

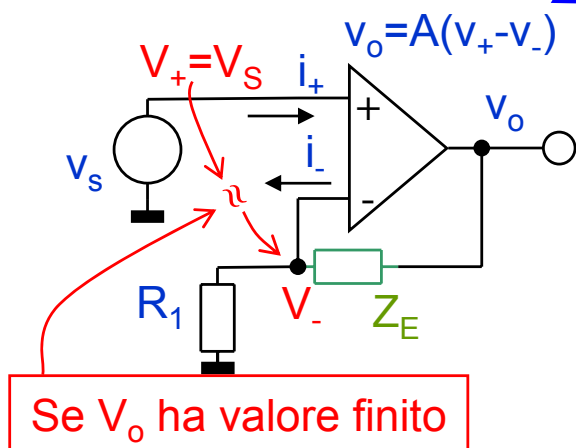
Non necessariamente un amplificatore deve essere reazionato con resistori. Si possono in realtà usare qualsivoglia tipo di elemento, anche attivo (transistore), se necessario.



Per risolvere la rete trattiamo il condensatore come avente una impedenza opportuna Z_F

Basta allora introdurre Z_E come il parallelo tra R_2 e l'impedenza Z_F : $Z_E = Z_F || R_2$. Quindi:

$$Z_E = \left(\frac{1}{R_2} + sC_F \right)^{-1}$$



$$\frac{V_s}{R_1} + \frac{V_s - V_o}{Z_E} = 0, \quad V_s \frac{R_1 + Z_E}{R_1 Z_E} = \frac{V_o}{Z_E}$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_1 + Z_E}{R_1} V_s$$

Per interpretare l'impedenza di C_F occorre ricorrere alla trasformata di Laplace:

Data una funzione reale (o anche no) $f(t)$ sufficientemente regolare, la sua trasformata secondo Laplace risulta:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt = L[f(t)], \quad s = \alpha + j\omega, \quad j = \sqrt{-1}$$

Dove s è detta frequenza complessa. Per mezzo delle proprietà di $L[f(t)]$ le proprietà elettriche del condensatore vengono espresse da:

$$Z_F = \frac{1}{sC_F}$$

LA REAZIONE CON COMPONENTI GENERICI 2

Ricordando che l'operatore $1/s$ rappresenta l'integratore nel dominio del tempo abbiamo che la funzione di trasferimento del condensatore opera come integratore della corrente che lo attraversa.

Nei riguardi dell'esempio precedente si ottiene che:

$$Z_E = \frac{R_2}{sC_F R_2 + 1}$$

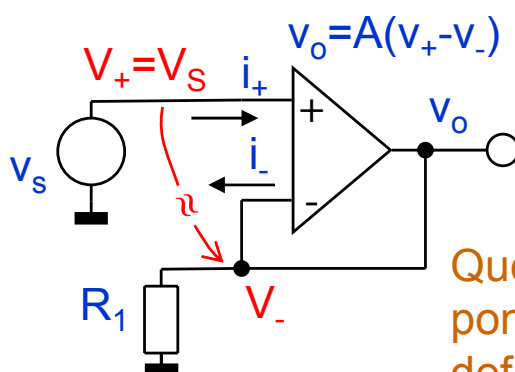
$$V_O = \frac{R_1 + Z_E}{R_1} V_S$$

$$V_O = \frac{R_1 + \frac{R_2}{sC_F R_2 + 1}}{R_1} V_S$$

$$V_O = \frac{sC_F R_1 R_2 + R_1 + R_2}{(sC_F R_2 + 1) R_1} V_S$$

$$V_O = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{sC_F \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + 1}{sC_F R_2 + 1} V_S \xrightarrow{|s| \rightarrow \infty} V_S$$

Il significato del limite si può intuire dal punto di vista fisico. A frequenze molto elevate, ovvero a tempi molto piccoli, il condensatore si comporta come un cortocircuito. Quindi è come se avessimo una resistenza di reazione nulla, cosa che ci fa ottenere un guadagno unitario:



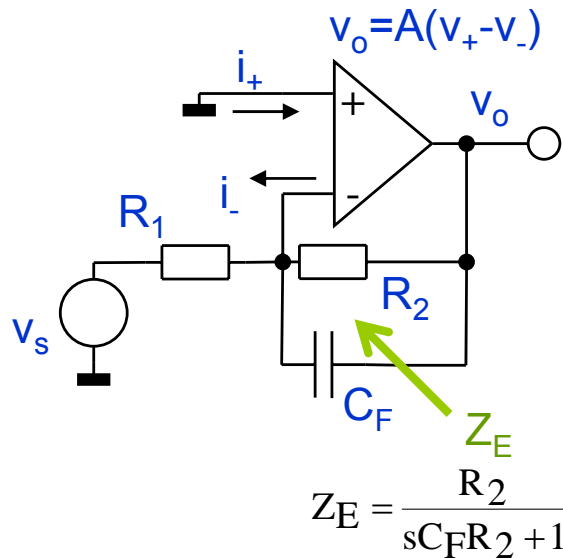
In questa circostanza abbiamo che

$$V_S = V_+ \approx V_- = V_O$$

Indipendentemente da R_1 .

Questa configurazione è molto sfruttata ponendo per semplicità $R_1 = \infty$. Viene definita buffer a guadagno unitario e svolge il ruolo di adattamento di impedenza.

LA REAZIONE CON COMPONENTI GENERICI 3



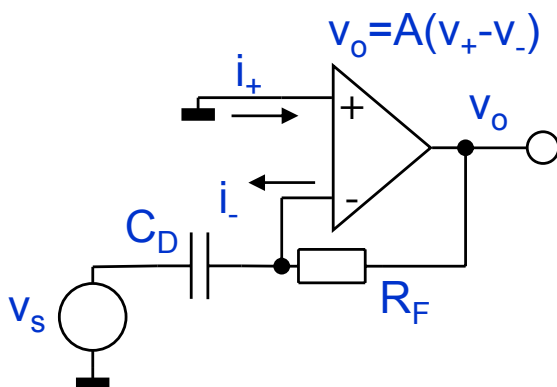
Il quasi-integratore e l'integratore

$$\frac{v_s}{R_1} = -\frac{v_o}{Z_E} \quad v_o = -\frac{Z_E}{R_1} v_s$$

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{sC_F R_2 + 1} v_s \quad R_2 = \infty \approx -\frac{1}{sC_F R_1} v_s$$

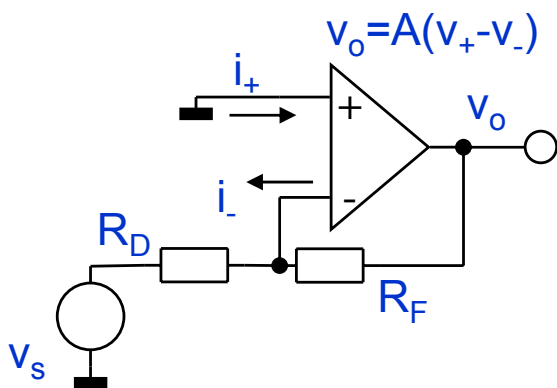
Attenzione che $R_2 = \infty$ non è fattibile perché anche una piccola presenza di corrente statica porterebbe a saturare verso una delle alimentazioni l'uscita. Quando si usa $R_2 = \infty$ si ricorre alla presenza di un interruttore in || a C_F che ad intervalli regolari cortocircuita il condensatore.

Il derivatore



$$v_s s C_D = -\frac{v_o}{R_F} \quad v_o = -s C_D R_F v_s$$

L'invertitore



$$\frac{v_s}{R_D} = -\frac{v_o}{R_F} \quad v_o = -\frac{R_F}{R_D} v_s$$

GLI AMPLIFICATORI HANNO UNA VELOCITA' FINITA 1

Si può osservare come già la presenza di un condensatore complichino non di poco i calcoli.

Per questa ragione attenzione occorre fare quando il comportamento in frequenza dell'amplificatore utilizzato va tenuto in considerazione.

Gli amplificatori che in genere danno un comportamento regolare sono quelli rappresentabili con la funzione di trasferimento:

$$A(\omega) = \frac{A_o}{1 + s\tau_A}$$

Questo comportamento è detto a polo dominante ed è certamente il più regolare ed aspettato. Graficamente, in regime sinusoidale, abbiamo:



Dobbiamo tenere conto che $A(\omega)$ è ora un numero complesso che ha una fase, oltre che un modulo.

D'altra parte un singolo polo in $A(\omega)$ può portare solo ad uno sfasamento massimo di 90°, che non comporta effetti divergenti al denominatore del guadagno ad anello chiuso.

GLI AMPLIFICATORI HANNO UNA VELOCITA' FINITA 2

Abbiamo che:

$$A_f = \frac{A(\omega)}{1 + A(\omega)\beta} = \frac{A_o}{1 + s\tau_A} \frac{1}{1 + \beta \frac{A_o}{1 + s\tau_A}} = \frac{A_o}{s\tau_A + 1 + \beta A_o}$$

In regime sinusoidale, ovvero $s=j\omega$ il denominatore ottenuto avente un singolo polo, che significa essere un polinomio al primo ordine in s , è rappresentabile come:

$$A_f = \frac{A_o}{1 + s\tau_A} \left\{ \frac{1}{1 + \frac{\beta A_o}{|1 + s\tau_A|} e^{-j \operatorname{atan}(\omega\tau_A)}} \right\}$$

Siccome $\operatorname{atan}(\omega\tau_A) \rightarrow \pi/2$ per $\omega \rightarrow \infty$, otteniamo che il termine a denominatore della quantità entro parentesi graffe non potrà mai annullarsi se βA_o è una quantità reale e positiva.

Infatti $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sin(\theta)$ è reale solo per $\theta = \pm n\pi$, con n =intero, ed ha parte complessa non nulla in $(0, \pi/2)$.

Quindi nel caso in cui il blocco di reazione β è reale e la risposta in frequenza dell'amplificatore è caratterizzata da un singolo polo dominante il sistema reazionato non potrà mostrare divergenza, ossia il denominatore $1 + \beta A(\omega)$ non si può mai annullare.

GLI AMPLIFICATORI HANNO UNA VELOCITA' FINITA 3

Il comportamento certamente meno comodo da gestire è quello dato da un amplificatore avente 2 o più poli dominanti:

$$A(\omega) = \frac{A_o}{(1 + s\tau_A)(1 + s\tau_B)} \quad A(\omega) = \frac{A_o}{(1 + s\tau_A)(1 + s\tau_B)(1 + s\tau_C)}$$

Queste funzioni di trasferimento hanno uno sfasamento massimo di -180° e -270° , rispettivamente, che portano $A(\omega)$ a potere cambiare di segno, pur di andare a frequenze sufficientemente elevate.

In questo caso la funzione di trasferimento della struttura reazionata:

$$A_f = \frac{A(\omega)}{1 + A(\omega)\beta}$$

possiamo vederla nella forma, nel caso dei 2 poli, con β reale:

$$A_f = A(\omega) \left\{ \frac{1}{1 + \frac{\beta A_o}{|1 + s\tau_A||1 + s\tau_B|} e^{-j\text{atan}(\omega\tau_A) - j\text{atan}(\omega\tau_B)}} \right\}$$

In questo caso abbiamo che $\Theta(\omega) = \text{atan}(\omega\tau_A) + \text{atan}(\omega\tau_B) \rightarrow \pi$, per $\omega \rightarrow \infty$. Vale a dire che ad alte frequenze il termine che somma 1 al denominatore della parentesi graffa diventa reale e negativo.

Se si ha la combinazione che $\frac{\beta A_o}{|1 + s\tau_A||1 + s\tau_B|} = 1$

per $\Theta(\omega) \sim \pi$ il denominatore della struttura reazionata si annulla ed abbiamo divergenza.

Perciò se il numero di poli dell'amplificatore è maggiore o uguale a 2 occorre fare molta attenzione a non incorrere in situazioni di divergenza.

GLI AMPLIFICATORI HANNO UNA VELOCITA' FINITA 4

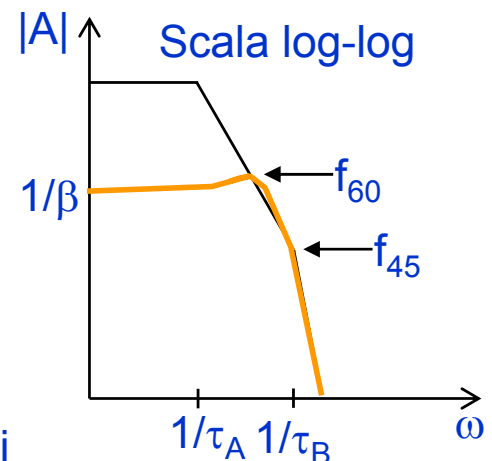
La frequenza in cui lo sfasamento della funzione di trasferimento diviene prossima a 180° è detta f_{180} .

In queste situazioni si può adottare un semplice criterio di stabilità:

si sceglie β in modo tale che il prodotto $|A\beta|$ sia < 1 già a frequenze $<$ della frequenza f_{180} . In tale modo alla frequenza f_{180} il guadagno potrà essere al più solo un po' maggiore di quello aspettato.

In genere la frequenza per cui $|A\beta|=1$ si sceglie tra i 45° ed i 60° prima della frequenza f_{180} . La ragione di questa scelta è semplicemente matematica e consente di ottenere ottimi risultati.

Questo criterio si applica ovviamente anche nel caso in cui il numero di poli sia maggiore di 2.

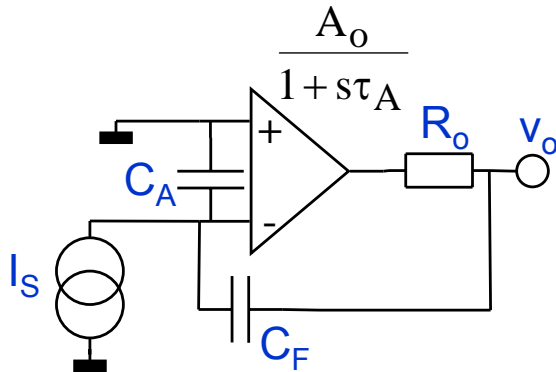


Un altro metodo che si usa è quello della compensazione. Alcuni OA hanno un piedino dedicato al quale si può connettere un componente passivo, che in genere è un condensatore, che consente di 'spostare' la posizione dei 2 poli dominanti in modo opportuno.

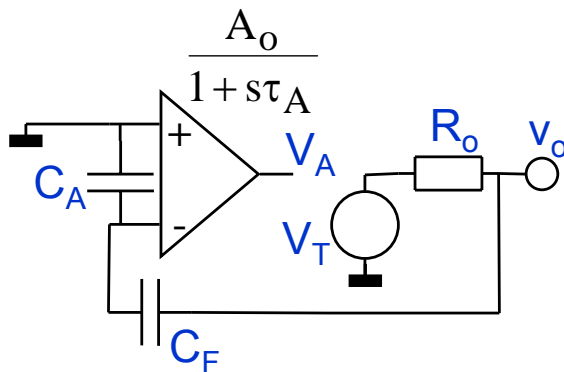
In genere questo tipo di compensazione si ottiene riducendo la banda di frequenza dell'amplificatore.

GLI AMPLIFICATORI HANNO UNA VELOCITA' FINITA 5

Si deve osservare che l'aspetto fondamentale è che $A\beta$ è la quantità che deve soddisfare il criterio di stabilità. Quando β dipende dalla frequenza non è detto che condizioni di instabilità si abbiano anche se A è a polo dominante. Vediamo un esempio.



Supponiamo che A sia un OA reale con un'impedenza di uscita R_o ed una impedenza di ingresso capacitiva C_A . Rompiamo l'anello appena all'uscita dell'OA, prima di R_o . Questo punto è comodo perché è a bassa impedenza.



$$V_- = \frac{C_F}{sC_FC_AR_o + C_F + C_A} V_T$$

$$V_A = -\frac{C_F}{sC_FC_AR_o + C_F + C_A} A(\omega) V_T$$

Quindi $T = -A\beta$ risulta:

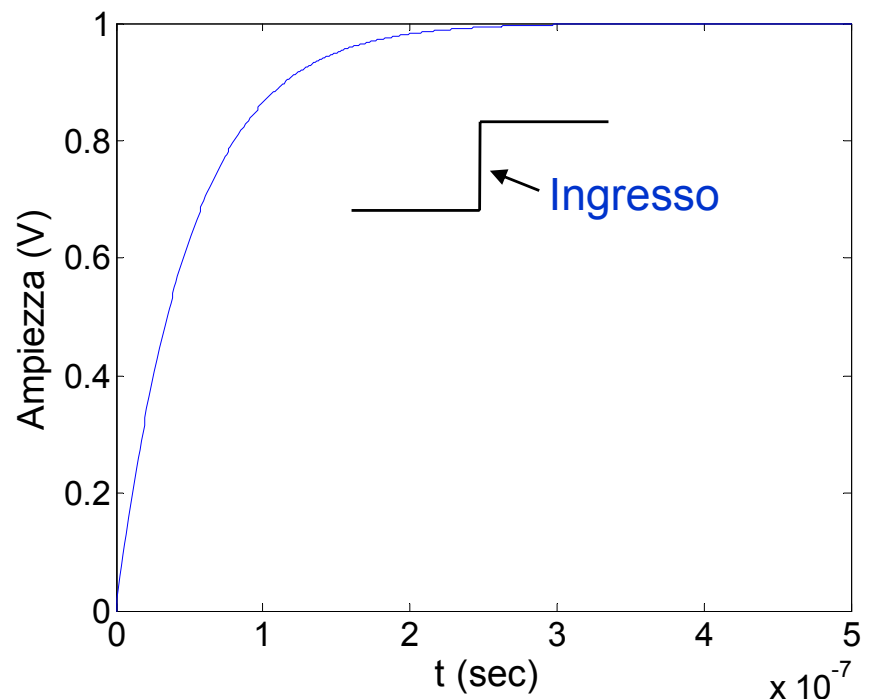
$$T = -\frac{C_F}{sC_FC_AR_o + C_F + C_A} \frac{A_o}{1 + s\tau_A}$$

Perciò si può osservare che nonostante $A(\omega)$ sia a polo dominante $A\beta$ si presenta avente 2 poli se consideriamo l'OA reale. Perciò la rete reazionata potrebbe essere instabile, o avere un angolo margine piccolo per via della dipendenza dalla frequenza della rete di reazione.

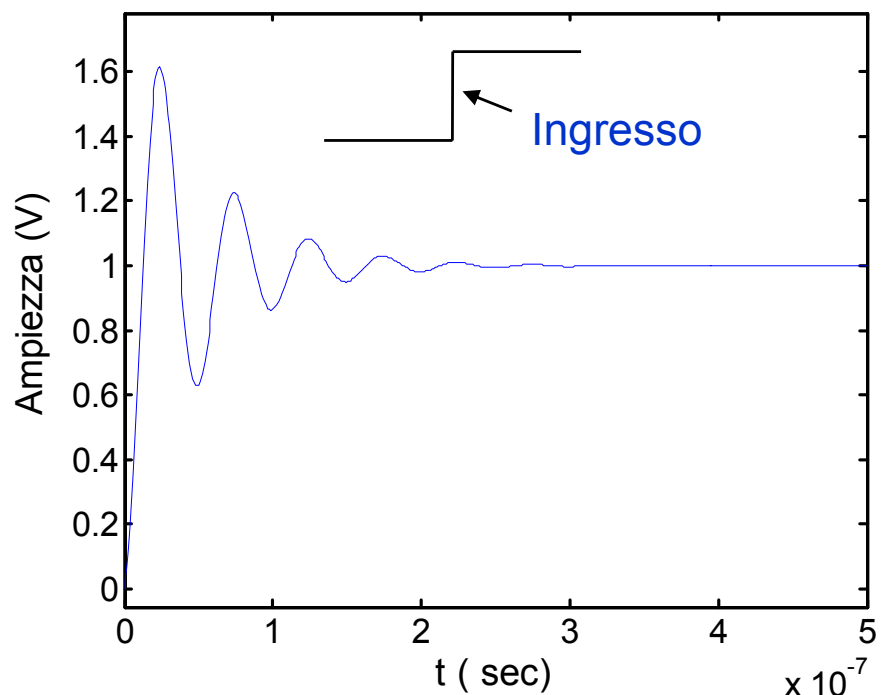
Se assumiamo che $1/\tau_A$ sia molto piccola, la frequenza avente 45° di angolo margine coincide circa con $(C_F + C_A)/(C_FC_AR_o)$. A questa frequenza occorre fare in modo che $|T| \leq 1$ limitando C_F in modo opportuno.

Esempi di risposte di amplificatori a gradini

In questo esempio l'amplificatore può essere considerato a polo dominante ed $A\beta$ è ben lontano dall'avere uno sfasamento di 180° . Si può osservare che la risposta al gradino è un gradino con una limitazione sul tempo di transizione, o salita.

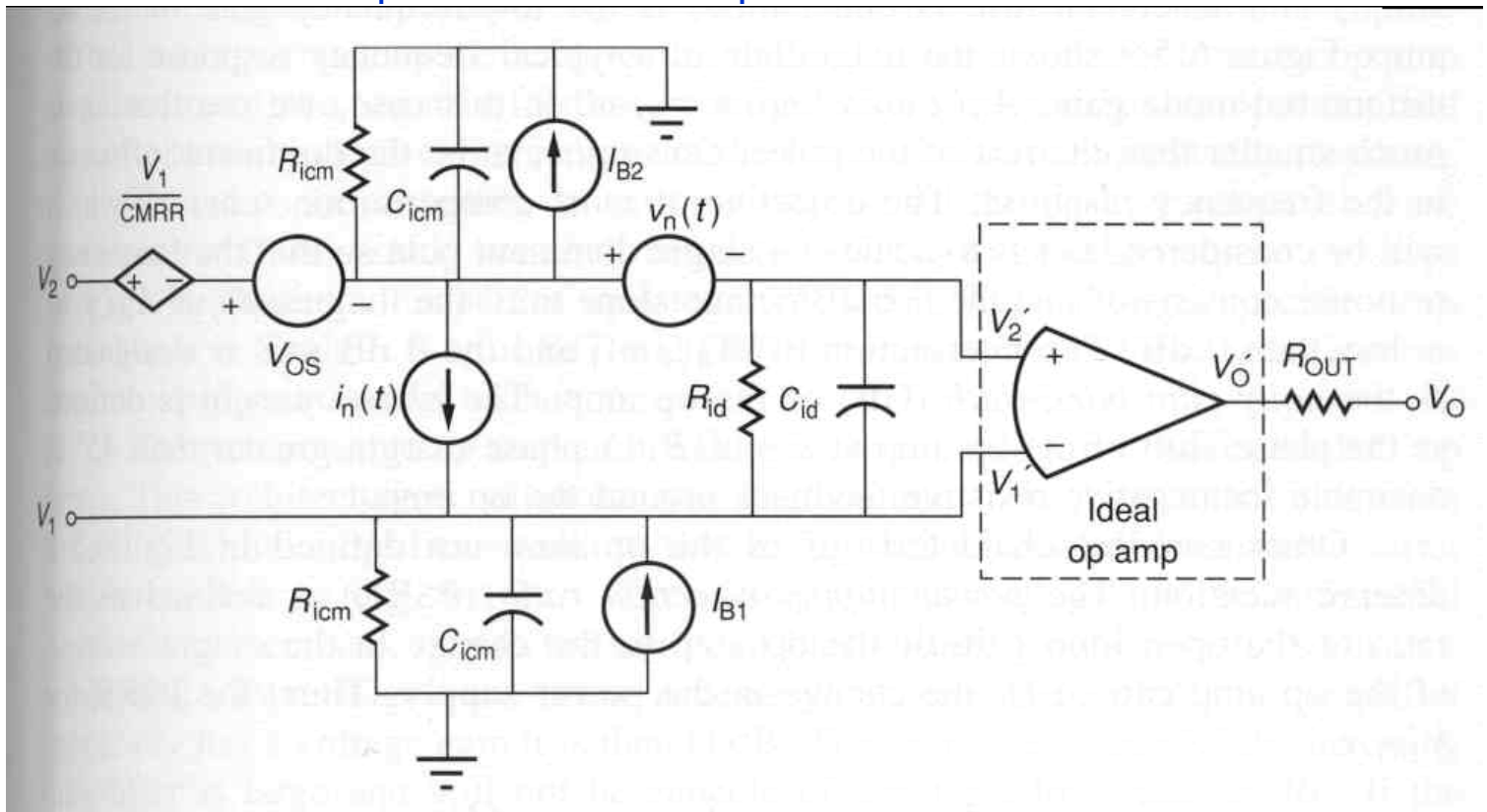


In questo caso l'amplificatore presenta più poli. L'angolo margine di $A\beta$ è stato volutamente assunto intorno a 10° . Come si può verificare la risposta presenta delle distorsioni e l'ampiezza del segnale è quello aspettato solo dopo che l'oscillazione si è esaurita.



Gli OA reali 1

Un OA reale ha ovviamente molti piccoli parametri che lo discostano dalla idealità. Li possiamo vedere qui sotto.



CMRR = Common Mode Rejection Ratio. L'amplificazione non è differenziale pura, ma bensì soddisfa:

$$V_O = A_d(V_+ - V_-) + A_c(V_+ + V_-)$$

$$\text{CMRR} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_d}{A_c} \right) \div 70, 100 \text{ dB}$$

V_{OS} = tensione di offset statica presente tra i terminali di ingresso. Se $V_+ = V_- = 0$ V_O è A_d volte questa tensione di offset. V_{OS} è dell'ordine della frazione di mV, o mV per gli OA aventi all'ingresso un transistor bipolare, di qualche mV fino a 10 mV per gli OA con ingresso a JFET o MOS.

Offset Drift = Deriva termica di V_{OS} ed anche della differenza delle tensioni di ingresso

I_{B1}, I_{B2} = Le correnti statiche presenti all'ingresso dell'amplificatore. Per gli OA aventi all'ingresso un transistor bipolare queste correnti vanno dal nA al μA e più, se all'ingresso abbiamo transistori JFET tale corrente è dell'ordine di qualche pA, tale corrente è assente per i MOS.

Gli OA reali 2

R_{id} , C_{id} = impedenza di ingresso differenziale. C_{id} è in genere dell'ordine di qualche pF, mentre R_{id} è infinita per MOS e JFET, di qualche $K\Omega$ o decina di $K\Omega$ per i bipolari.

R_{icm} , C_{icm} = impedenza parassita, di modo comune, verso massa.

V_n , i_n = Rumore di tensione e di corrente equivalente riportato all'ingresso.

PSRR = Power Supply Rejection Ratio è una misura della capacità dell'OA di avere l'uscita indipendente dalle variazioni delle tensioni di alimentazione. E' uguale al rapporto tra la variazione della tensione di alimentazione che causa una variazione dell'uscita, e il segnale equivalente da fornire all'ingresso per generare la stessa uscita.

Unity Gain Bandwidth = E' la larghezza di banda in frequenza dell'OA, ovvero la frequenza a cui il guadagno ad anello aperto dell'OA è unitario. Questa frequenza coincide con la larghezza di banda che si avrebbe quando l'OA è reazionato a guadagno unitario,.

Slew Rate = la velocità con cui l'OA riesce produrre grandi segnali alla propria uscita.

Corrente assorbita = è un parametro che consente di valutare la dissipazione del dispositivo, una volta fissata la tensione di lavoro, in genere scelta in funzione dell'ampiezza massima dei segnali da gestire.

Massima Tensione di Alimentazione = La massima tensione di alimentazione con cui si può polarizzare l'amplificatore.

Escursione dell'Uscita = La massima tensione a cui può arrivare il segnale di uscita. E' misurata in differenza dalla alimentazione.

Escursione dell'ingresso = la massima tensione di modo comune che si può applicare all'ingresso. Si misura come differenza dalle tensioni di alimentazione.

Breve considerazione sul rumore

L'uscita dell'OA presenta sempre delle piccole fluttuazioni casuali che in talune applicazioni potrebbero dare fastidio se non minimizzate. Queste fluttuazioni spontanee vengono denominate rumore:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(v/2\sigma)^2}$$

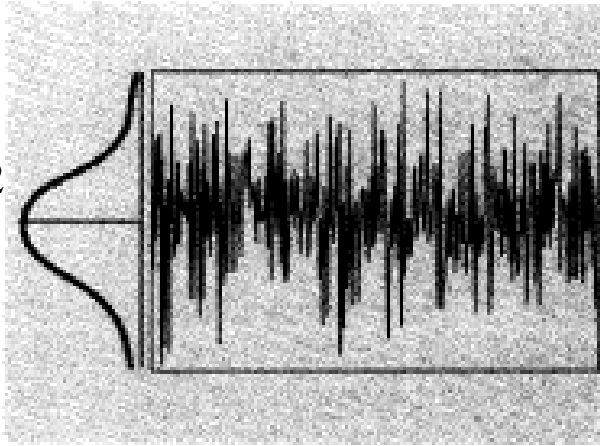


Fig. 47. Random noise has a Gaussian amplitude distribution.

La distribuzione degli impulsi di rumore è di tipo gaussiano. Le cause che generano rumore sono varie, rumore termico, rumore 1/f, rumore di generazione ricombinazione, ecc.

Detta V_N tale tensione di rumore, si può calcolare il suo rumore RMS, che per definizione è dato da:

$$\sigma^2 = V_{NRMS}^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T V_N^2(t) dt$$

Se $f_{NT}(\omega)$ è la trasformata di Fourier di $V_N(t)$ limitata all'intervallo $-T, T$, dal teorema di Parseval vale:

$$\begin{aligned} V_{NRMS}^2 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T V_N^2(t) dt \stackrel{\text{Teo.Par.}}{=} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |f_{NT}(\omega)|^2 d\omega \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|f_{NT}(\omega)|^2}{T} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} e_N^2(\omega) d\omega \end{aligned}$$

La quantità $e_N(\omega)$ è il rumore che viene fornito. La sua dimensione è V^2/Hz . La sua comodità sta nel fatto che una volta definita la banda di lavoro del sistema dalla funzione di rumore così espressa si può subito desumere il rumore RMS mediante un semplice integrale.

Esempi di specifiche di OA 1



Low Noise, Precision Operational Amplifier

OP-27

FEATURES

- **Low Noise** $80\text{nV}_{\text{p-p}}$ (0.1Hz to 10Hz)
..... $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- **Low Drift** $0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- **High Speed** $2.8\text{V}/\mu\text{s}$ Slew Rate
..... 8MHz Gain Bandwidth
- **Low V_{OS}** $10\mu\text{V}$
- **Excellent CMRR** 126dB at V_{CM} of $\pm 11\text{V}$
- **High Open-Loop Gain** 1.8 Million
- Fits 725, OP-07, OP-05, AD510, AD517, 5534A sockets
- Available in Die Form

ORDERING INFORMATION[†]

T _A = +25°C V _{OS} MAX (μV)	PACKAGE				OPERATING TEMPERATURE RANGE
	TO-99	CERDIP 8-PIN	PLASTIC 8-PIN	LCC 20-CONTACT	
25	OP27AJ*	OP27AZ*	—	—	MIL
25	OP27EJ	OP27EZ	OP27EP	—	IND/COM
60	OP27BJ*	OP27BZ*	—	OP27BR/883	MIL
60	OP27FJ	OP27FZ	OP27FP	—	IND/COM
100	OP27GJ	OP27GZ	—	—	MIL
100	OP27GJ	OP27GZ	OP27GP	—	XIND
100	—	—	OP27GS ^{††}	—	XIND

* For devices processed in total compliance to MIL-STD-883, add /883 after part number. Consult factory for 883 data sheet.

† Burn-in is available on commercial and industrial temperature range parts in CerDIP, plastic DIP, and TO-can packages.

†† For availability and burn-in information on SO and PLCC packages, contact your local sales office.

GENERAL DESCRIPTION

The OP-27 precision operational amplifier combines the low offset and drift of the OP-07 with both high speed and low noise. Offsets down to $25\mu\text{V}$ and drift of $0.6\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ maximum make the OP-27 ideal for precision instrumentation applications. Exceptionally low noise, $e_n = 3.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, at 10Hz, a low 1/f noise corner frequency of 2.7Hz, and high gain (1.8 million), allow accurate high-gain amplification of low-level

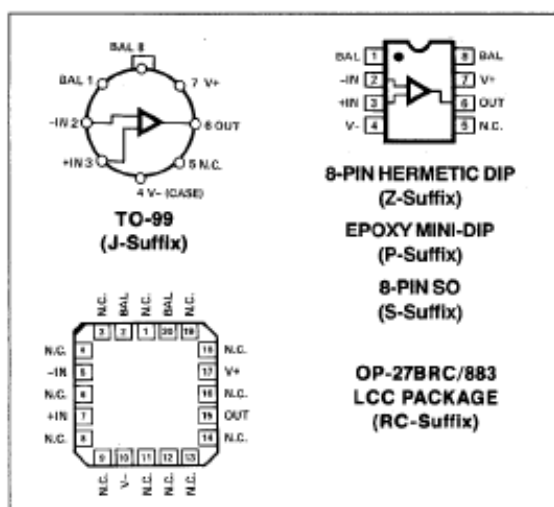
signals. A gain-bandwidth product of 8MHz and a $2.8\text{V}/\mu\text{sec}$ slew rate provides excellent dynamic accuracy in high-speed data-acquisition systems.

A low input bias current of $\pm 10\text{nA}$ is achieved by use of a bias-current-cancellation circuit. Over the military temperature range, this circuit typically holds I_B and I_{OS} to $\pm 20\text{nA}$ and 15nA respectively.

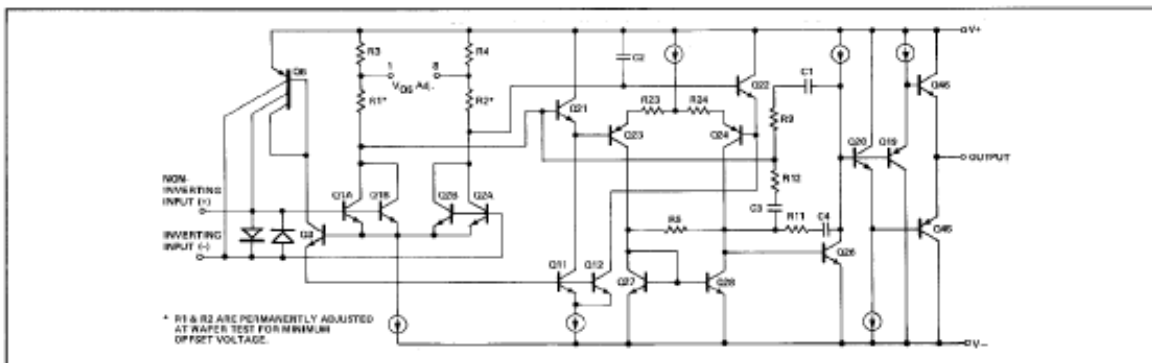
The output stage has good load driving capability. A guaranteed swing of $\pm 10\text{V}$ into 600Ω and low output distortion make the OP-27 an excellent choice for professional audio applications.

PSRR and CMRR exceed 120dB. These characteristics, coupled with long-term drift of $0.2\mu\text{V}/\text{month}$, allow the circuit designer to achieve performance levels previously attained only by discrete designs.

PIN CONNECTIONS



SIMPLIFIED SCHEMATIC



Esempi di specifiche di OA 2

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	V_{OS}	(Note 1)	—	10	25	—	20	60	—	30	100	μV
Long-Term V_{OS} Stability	V_{OS}/Time	(Notes 2, 3)	—	0.2	1.0	—	0.3	1.5	—	0.4	2.0	$\mu V/\text{Mo}$
Input Offset Current	I_{OS}		—	7	35	—	9	50	—	12	75	nA
Input Bias Current	I_B		—	± 10	± 40	—	± 12	± 55	—	± 15	± 80	nA
Input Noise Voltage	e_{n-p-p}	0.1Hz to 10Hz (Notes 3, 5)	—	0.08	0.18	—	0.08	0.18	—	0.09	0.25	μV_{p-p}
Input Noise Voltage Density	e_n	$f_O = 10\text{Hz}$ (Note 3)	—	3.5	5.5	—	3.5	5.5	—	3.8	8.0	$nV/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 30\text{Hz}$ (Note 3)	—	3.1	4.5	—	3.1	4.5	—	3.3	5.8	
		$f_O = 1000\text{Hz}$ (Note 3)	—	3.0	3.8	—	3.0	3.8	—	3.2	4.5	
Input Noise Current Density	i_n	$f_O = 10\text{Hz}$ (Notes 3, 6)	—	1.7	4.0	—	1.7	4.0	—	1.7	—	$pA/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f_O = 30\text{Hz}$ (Notes 3, 6)	—	1.0	2.3	—	1.0	2.3	—	1.0	—	
		$f_O = 1000\text{Hz}$ (Notes 3, 6)	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	—	0.4	0.6	
Input Resistance — Differential-Mode	R_{IN}	(Note 7)	1.3	6	—	0.94	5	—	0.7	4	—	M Ω
Input Resistance — Common-Mode	R_{INCM}		—	3	—	—	2.5	—	—	2	—	G Ω
Input Voltage Range	IVR		± 11.0	± 12.3	—	± 11.0	± 12.3	—	± 11.0	± 12.3	—	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = \pm 11V$	114	126	—	106	123	—	100	120	—	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$	—	1	10	—	1	10	—	2	20	$\mu V/V$
Large-Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L \geq 2k\Omega$, $V_O = \pm 10V$	1000	1800	—	1000	1800	—	700	1500	—	V/mV
		$R_L \geq 600\Omega$, $V_O = \pm 10V$	800	1500	—	800	1500	—	600	1500	—	
Output Voltage Swing	V_O	$R_L \geq 2k\Omega$	± 12.0	± 13.8	—	± 12.0	± 13.8	—	± 11.5	± 13.5	—	V
		$R_L \geq 600\Omega$	± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—	± 10.0	± 11.5	—	
Slew Rate	SR	$R_L \geq 2k\Omega$ (Note 4)	1.7	2.8	—	1.7	2.8	—	1.7	2.8	—	V/ μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted. (Continued)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	OP-27A/E			OP-27B/F			OP-27C/G			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Gain Bandwidth Prod.	GBW	(Note 4)	5.0	8.0	—	5.0	8.0	—	5.0	8.0	—	MHz
Open-Loop Output Resistance	R_O	$V_O = 0$, $I_O = 0$	—	70	—	—	70	—	—	70	—	Ω
Power Consumption	P_d	V_O	—	90	140	—	90	140	—	100	170	mW
Offset Adjustment Range		$R_P = 10k\Omega$	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	—	± 4.0	—	mV


NOTES:

- Input offset voltage measurements are performed ~ 0.5 seconds after application of power. A/E grades guaranteed fully warmed-up.
- Long-term input offset voltage stability refers to the average trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30

days are typically $2.5\mu V$ — refer to typical performance curve.

- Sample tested.
- Guaranteed by design.
- See test circuit and frequency response curve for 0.1Hz to 10Hz tester.
- See test circuit for current noise measurement.
- Guaranteed by input bias current.

Esempi di specifiche di OA 3



elantec
HIGH PERFORMANCE ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

EL2075C

2 GHz GBWP Gain-of-10 Stable Operational Amplifier

EL2075C

Features

- 2 GHz gain-bandwidth product
- Gain-of-10 stable
- Conventional voltage-feedback topology
- Low offset voltage = 200 μ V
- Low bias current = 2 μ A
- Low offset current = 0.1 μ A
- Output current = 50 mA over temperature
- Fast settling = 13 ns to 0.1%

Applications

- Active filters/integrators
- High-speed signal processing
- ADC/DAC buffers
- Pulse/RF amplifiers
- Pin diode receivers
- Log amplifiers
- Photo multiplier amplifiers
- High speed sample-and-holds

Ordering Information

Part No.	Temp. Range	Package	Outline #
EL2075CN	0°C to +75°C	8-Pin PDIP	MDP0001
EL2075CS	0°C to +75°C	8-Lead SO	MDP0002

General Description

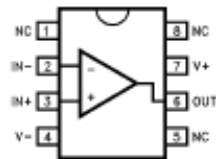
The EL2075 is a precision voltage-feedback amplifier featuring a 2 GHz gain-bandwidth product, fast settling time, excellent differential gain and differential phase performance, and a minimum of 50 mA output current drive over temperature.

The EL2075 is gain-of-10 stable with a -3 dB bandwidth of 400 MHz at $A_V = +10$. It has a very low 200 μ V of input offset voltage, only 2 μ A of input bias current, and a fully symmetrical differential input. Like all voltage-feedback operational amplifiers, the EL2075 allows the use of reactive or non-linear components in the feedback loop. This combination of speed and versatility makes the EL2075 the ideal choice for all op-amp applications at a gain of 10 or greater requiring high speed and precision, including active filters, integrators, sample-and-holds, and log amps. The low distortion, high output current, and fast settling makes the EL2075 an ideal amplifier for signal-processing and digitizing systems.

Elantec products and facilities comply with MIL-I-45208A, and other applicable quality specifications. For information on Elantec's processing, see Elantec document, QRA-1: *Elantec's Processing, Monolithic Integrated Circuits*.

Connection Diagram

DIP and SO Package



2075-1

January 1995 Rev D

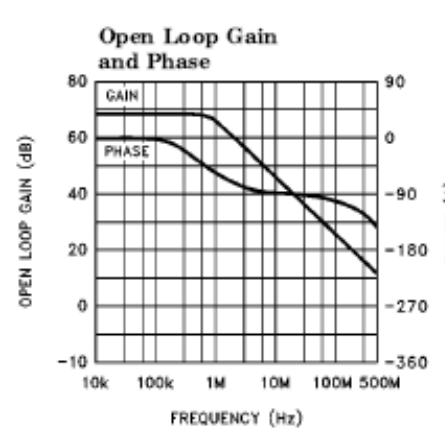
Note: All information contained in this data sheet has been carefully controlled and is believed to be accurate as of the date of publication; however, this data sheet cannot be a "controlled document". Current revisions, if any, to these specifications are maintained at the factory and are available upon your request. We recommend checking the revision level before finalization of your design documentation.

©1991 Elantec, Inc.

Esempi di specifiche di OA 4

<i>EL2075C</i>								
<i>2 GHz GBWP Gain-of-10 Stable Operational Amplifier</i>								
Open Loop DC Electrical Characteristics								
$V_S = \pm 5V$, $R_L = 100\Omega$, unless otherwise specified — Contd.								
Parameter	Description	Test Conditions	Temp	Min	Typ	Max	Test Level EL2075C	Units
R_{OUT}	Output Resistance		25°C		50		V	m Ω
$CMIR$	Common-Mode Input Range		25°C	± 3	± 3.5		IV	V
			T_{MIN}, T_{MAX}	± 2.5			IV	V
I_{OUT}	Output Current		All	50	70		II	mA
V_{OUT}	Output Voltage Swing	No Load	All	± 3.5	± 4		II	V
$V_{OUT 100}$	Output Voltage Swing	100 Ω	All					
$V_{OUT 50}$	Output Voltage Swing	50 Ω	All					
$AVOL 100$	Open-Loop Gain	100 Ω	25°C					
$AVOL 50$	Open-Loop Gain	50 Ω	T_{MIN}, T_{MAX}					
			25°C					
$eN @ > 1 \text{ MHz}$	Noise Voltage 1–100 MHz		25°C					
$iN @ > 100 \text{ kHz}$	Noise Current 100k–100 MHz		25°C					

Closed Loop AC Electrical Characteristics								
$V_S = \pm 5V$, $A_V = +20$, $R_f = 1500\Omega$, $R_L = 100\Omega$ unless otherwise specified								
Parameter	Description	Test Conditions	Temp	Min	Typ	Max	Test Level EL2075C	Units
SSBW	–3 dB Bandwidth ($V_{OUT} = 0.4V_{PP}$)	$A_V = +10$	25°C		400		V	MHz
		$A_V = +20$	25°C	150	200		V	MHz
		T_{MIN}, T_{MAX}		125			V	MHz
		$A_V = +50$	25°C		40		V	MHz
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$A_V = +100$	25°C		2.0		V	GHz
LSBW _a	–3 dB Bandwidth	$V_{OUT} = 2 V_{PP}$ (Note 4)	All	80	128		IV	MHz
LSBW _b	–3 dB Bandwidth	$V_{OUT} = 5 V_{PP}$ (Note 4)	All	32	50		IV	MHz
GFPL	Peaking (<50 MHz)	$V_{OUT} = 0.4 V_{PP}$	25°C		0	0.5	V	dB
			T_{MIN}, T_{MAX}			0.5	V	dB
GFPH	Peaking (>50 MHz)	$V_{OUT} = 0.4 V_{PP}$	25°C		0	1	V	dB
			T_{MIN}, T_{MAX}			1	V	dB
GFR	Rolloff (<100 MHz)	$V_{OUT} = 0.4 V_{PP}$	25°C		0.1	0.5	V	dB
			T_{MIN}, T_{MAX}			0.5	V	dB



Appendice A: I regolatori di tensione lineari 1

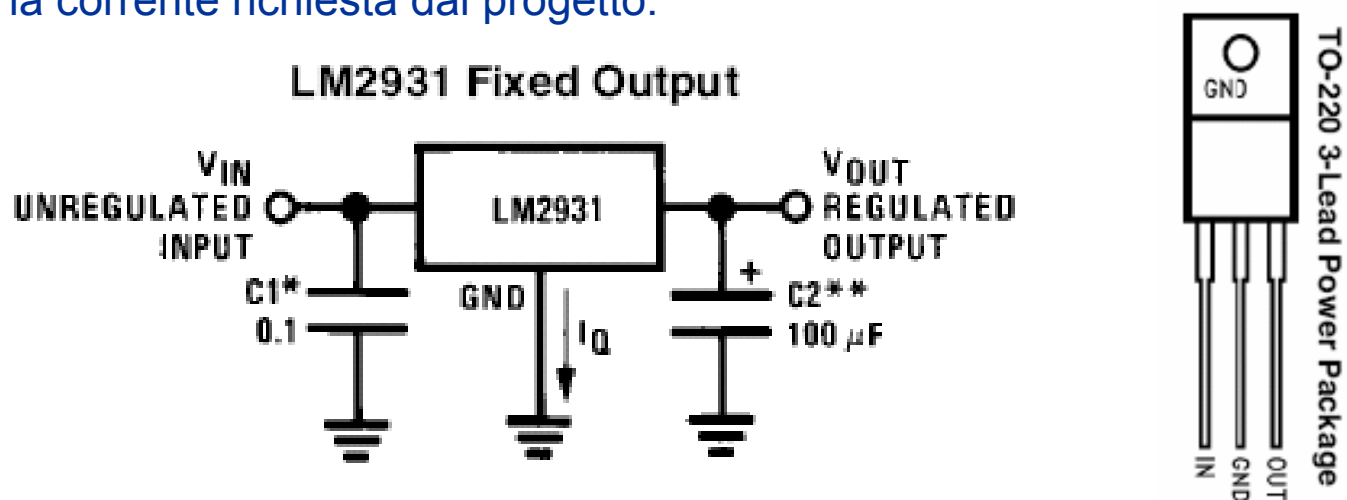
Un componente molto importante presente in praticamente qualsiasi scheda analogica o digitale è il regolatore di tensione.

Ogni circuito necessita di una tensione di lavoro stabilita, che rimanga stabile entro certi limiti.

Il ruolo del regolatore è particolarmente delicato e sentito specialmente con la nuova generazione di circuiti capaci di operare a tensioni di lavoro basse.

Nella sua forma più semplice un regolatore si presenta come un dispositivo ad almeno 3 terminali: il terminale di alimentazione di ingresso, la sua massa ed il terminale della tensione prodotta.

Se il dispositivo è a 3 terminali la tensione prodotta sarà fissa: si acquista il regolatore in base alla tensione sviluppata e la sua capacità di erogare la corrente richiesta dal progetto.



Nel 99 % dei casi per questioni inerenti la stabilità della rete che compone il regolatore è necessario aggiungere 2 condensatori di valore specificati dal costruttore.

E' ovvio che il regolatore può essere acquistato capace di generare tensioni positive o tensioni negative.

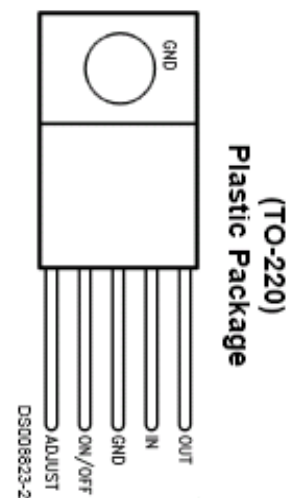
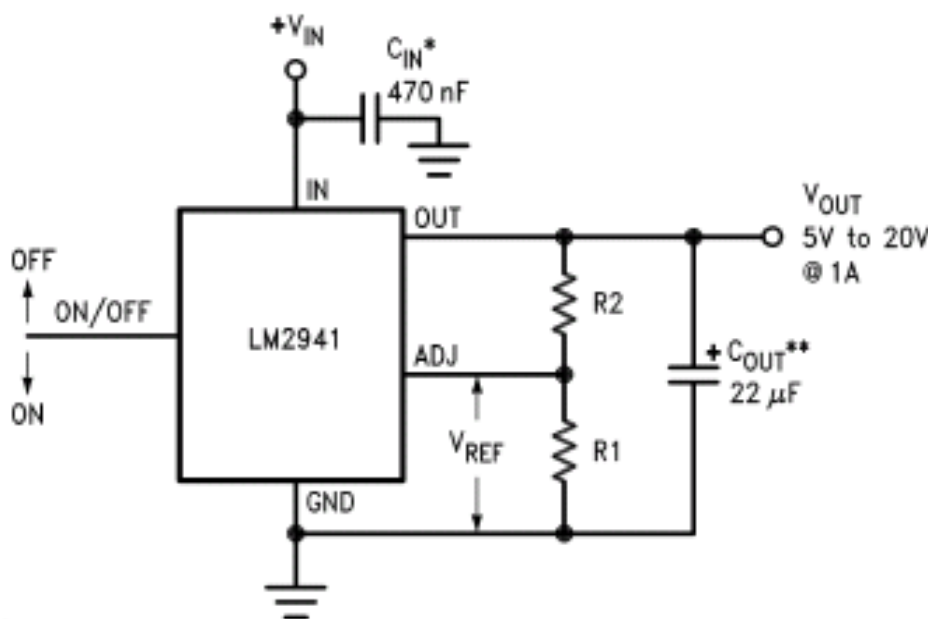
Va osservato che in un regolatore lineare la tensione di uscita sarà in modulo \leq a quella di ingresso.

Appendice A: I regolatori di tensione lineari 2

Esiste una seconda categoria di regolatori lineari che consentono di regolare il livello di tensione di uscita entro un intervallo prestabilito. Questi regolatori possiedono almeno 4 terminali, uno dei quali è l'ingresso di regolazione.

In aggiunta alle 2 capacità di stabilizzazione necessitano la presenza di 2 resistori, con i quali è possibile determinare il livello di uscita.

5V to 20V Adjustable Regulator



I regolatori lineari sono molto utilizzati.

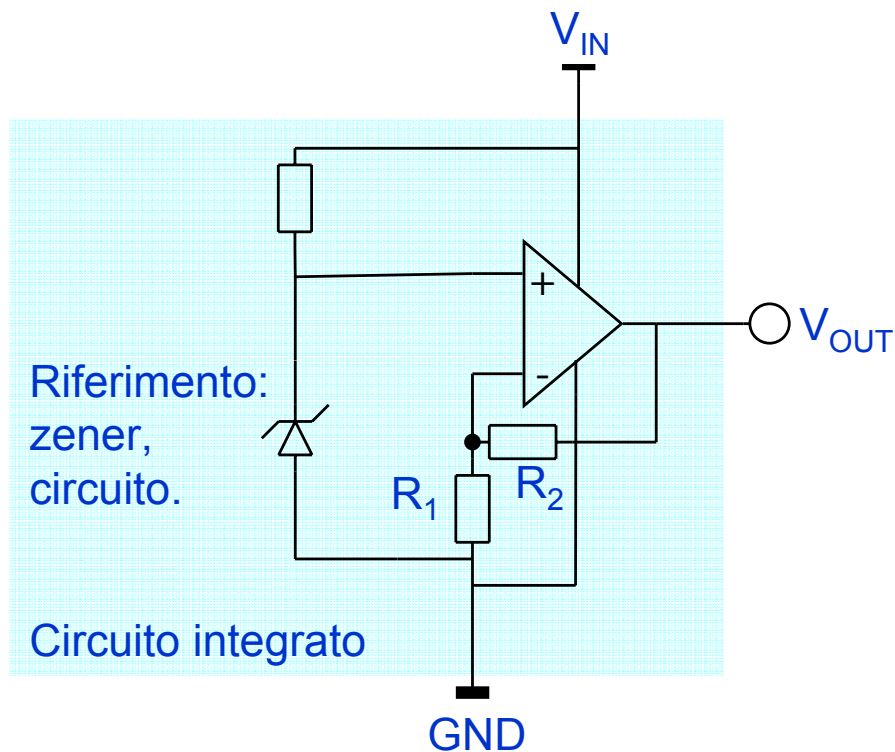
Tuttavia va valutato accuratamente il loro utilizzo non solo in funzione delle specifiche da selezionare ma anche in funzione del sistema in cui andranno inseriti.

Infatti un aspetto che necessita di molta attenzione nei sistemi attuali è la minimizzazione della potenza dissipata.

L'adozione di un regolatore lineare potrebbe essere non conveniente se il divario tra tensione di ingresso e tensione regolata fosse molto ampio.

Appendice A: I regolatori di tensione lineari 3

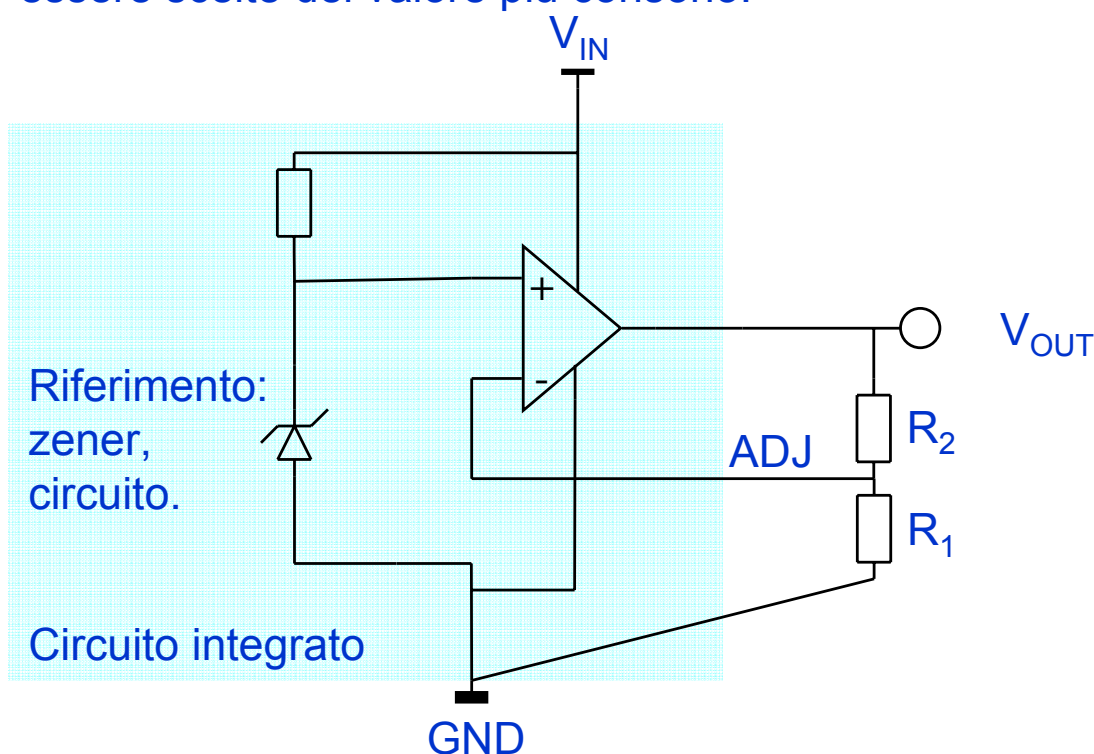
Per capire il problema della dissipazione andiamo a vedere il principio di funzionamento di un regolatore.



Un regolatore non è nient'altro che un amplificatore reazionato il cui ingresso è una tensione di riferimento stabile.

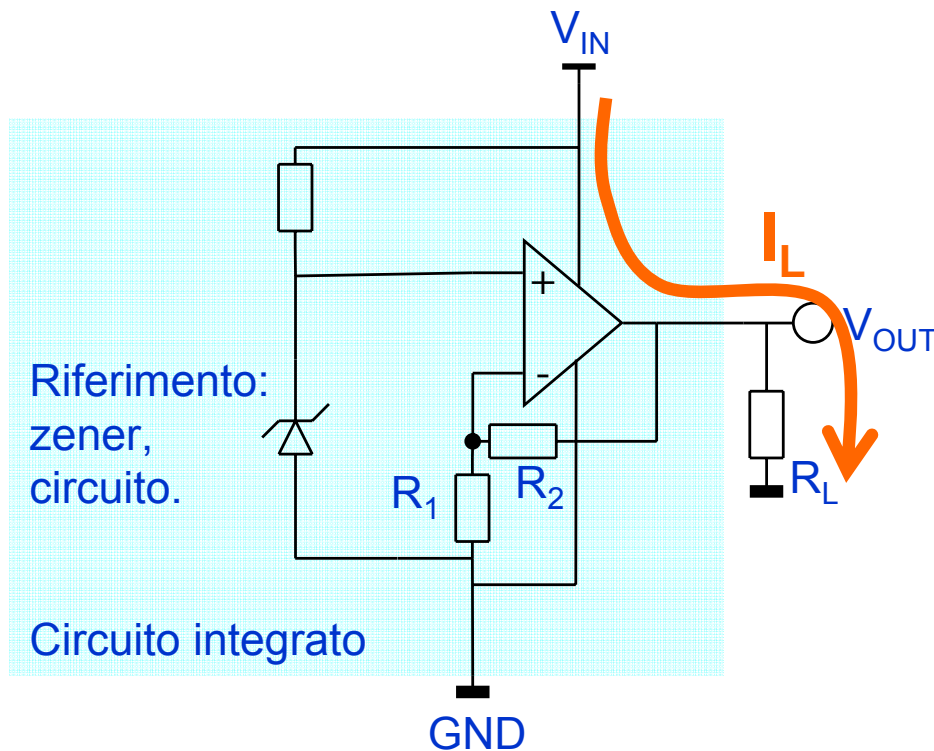
La tensione di uscita risulta proporzionale alla tensione di ingresso mediante un rapporto resistivo.

Nei regolatori a 3 terminali il guadagno dell'amplificatore è fisso, implementato all'interno del circuiti integrati. Nei regolatori regolabili a 4 terminali le 2 resistenze R_1 ed R_2 sono lasciate esterne, libere di essere scelte del valore più consono.



Appendice A: I regolatori di tensione lineari 4

Il problema dei regolatori è legato al così detto drop-out. Il drop-out è la minima ddp che può essere presente tra V_{IN} e V_{OUT} che consente al regolatore di operare correttamente. Questa ddp è una specifica del costruttore e dipende da come è disegnata la rete elettrica all'interno del circuito.



Fissata V_{OUT} la corrente che fluisce nel carico sviluppa una potenza $V_{OUT} \times I_L$.

Questa potenza è l'energia richiesta (al sec).

Tuttavia abbiamo anche che viene persa una potenza pari a $(V_{IN} - V_{OUT}) \times I_L$. Questa energia dovrebbe essere minimizzata perché non sfruttata.

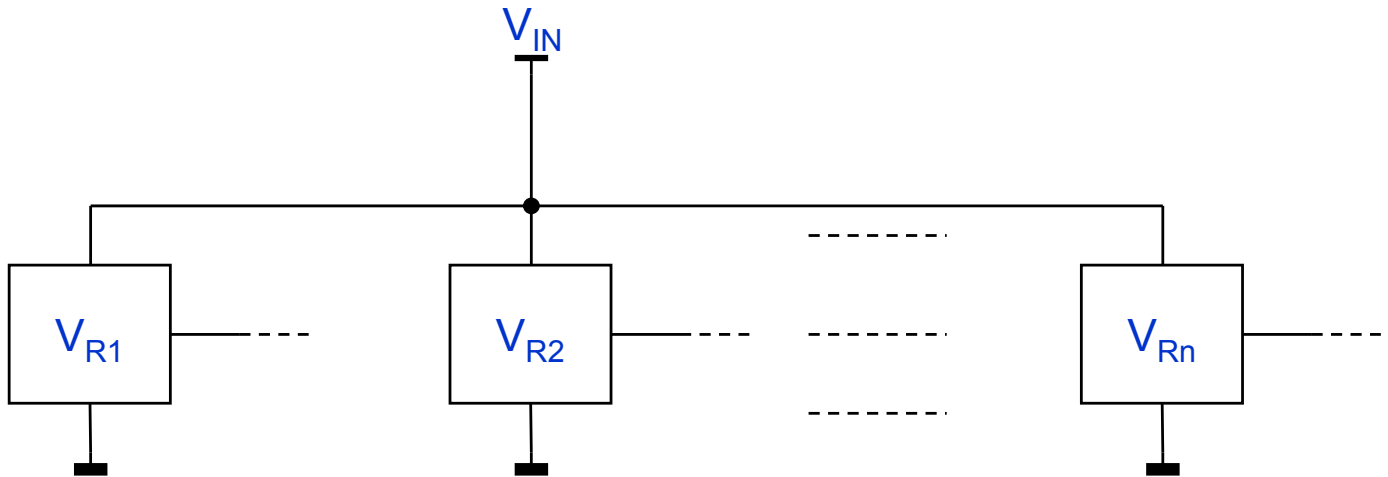
Supponiamo che la corrente assorbita sia di 1 A. Se il drop-out fosse di 0.1 V l'energia persa sarebbe di solo 0.1 W.

Un drop-out di 2 V costringerebbe a perdere energia ad un tasso di 2 W al secondo. In questa ultima circostanza saremmo costretti a sovrapporre un dissipatore al regolatore per evitare un possibile surriscaldamento.

Purtroppo però il drop-out non aiuta a risolvere il problema della dissipazione. Difatti non è quasi mai possibile ottimizzare la differenza $V_{IN} - V_{OUT}$ in un caso reale, specialmente nelle circostanze molto frequenti in cui sono necessari livelli di tensione diversificati.

Appendice A: I regolatori di tensione lineari 5

Supponiamo di considerare lo schema sotto, dove un sistema necessita differenti tensioni di operazione.



Se V_{RMAX} è la massima tensione regolata e V_{DRO} è il minimo livello di drop-out del regolatore corrispondente, V_{IN} dovrà necessariamente soddisfare che: $V_{IN} \geq (V_{RMAX} + V_{DRO})$.

Perciò il regolatore che fornisce V_{RMAX} sarà in condizioni operative ottimali. Gli altri saranno costretti a disperdere potenza.

Se le correnti in gioco non sono elevate si può spesso tollerare questa situazione.

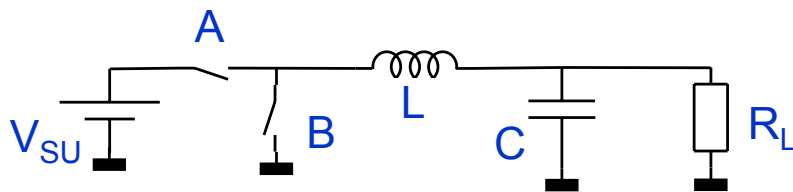
In caso contrario si ricorre al co-uso di un altro tipo di regolatore: il regolatore switching.

Riassunto proprietà basilari dei regolatori:

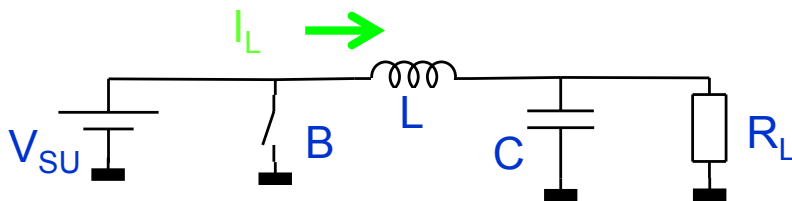
- Massima differenza sopportabile tra V_{IN} e V_{OUT} ;
- Drop-out;
- Massima corrente erogabile al carico.

Appendice B: I regolatori di tensione switching 1

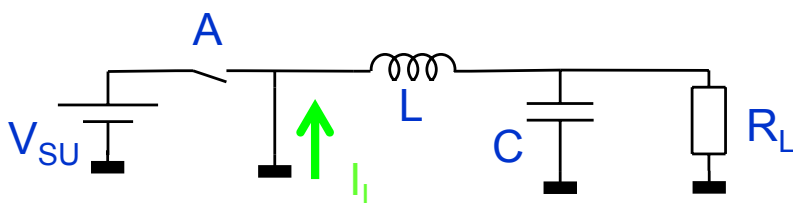
Vediamo prima il principio di funzionamento.



Schema semplificato ad anello aperto.



Chiudendo repentinamente A diamo energia sia al carico che ad L e C. La corrente rimane limitata perché integrale della variazione di tensione.

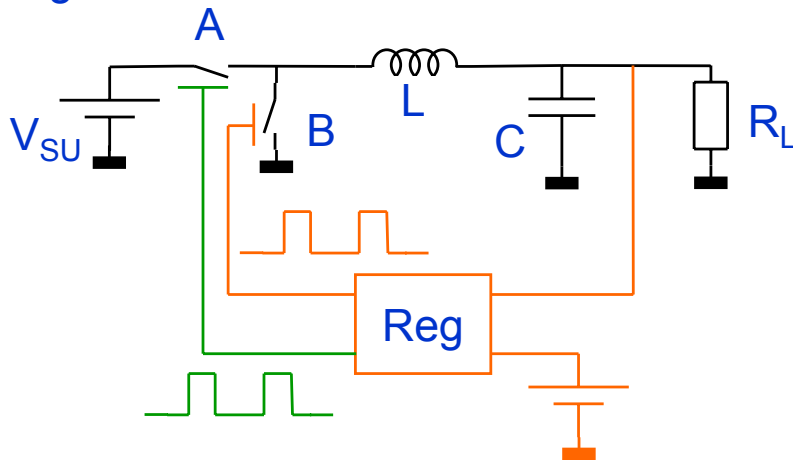


Chiudendo ora repentinamente B diamo energia sia al carico scaricando L e C. La corrente in L non cambia di segno.

Perciò regolando i tempi di chiusura ed apertura degli interruttori A e B siamo in grado di regolare l'energia fornita, ovvero le tensione ai capi di R_L .

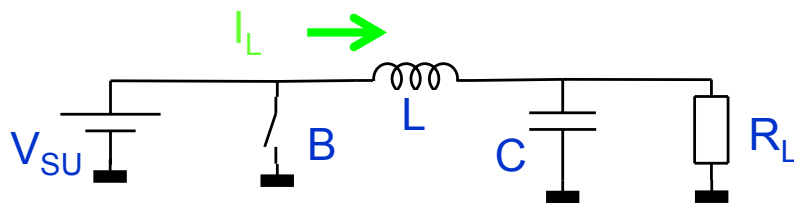
Appendice B: I regolatori di tensione switching 2

Questo è quello che accade se aggiungiamo al sistema un controllo di regolazione a commutazione:

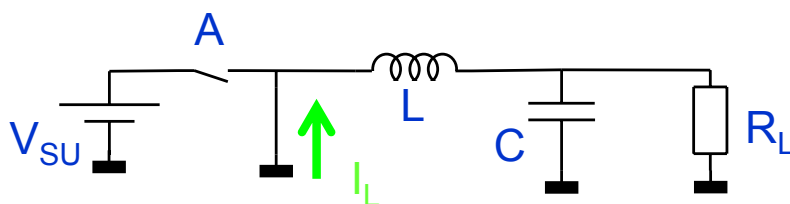


Schema

Vediamone i vantaggi:



Quando A è chiuso la corrente passa tutte per l'interruttore. Però la sua impedenza è nulla, o molto piccola, per cui la potenza dissipata è minima: $I^2 R_{Int}$. B ha la massima impedenza, ma la corrente che lo attraversa è nulla. Quindi la sua potenza dissipata è trascurabile

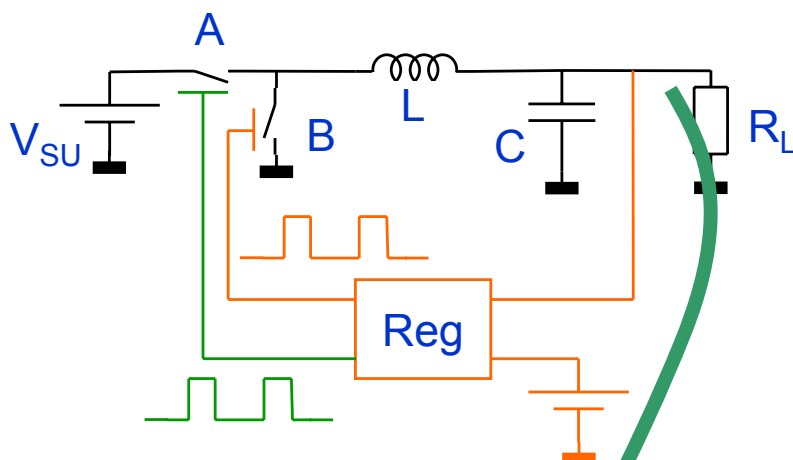


Quando è B ad essere chiuso ed A aperto si verifica l'inverso. Ancora la potenza dissipata dal sistema composto dai 2 interruttori è trascurabile.

In questo modo abbiamo il massimo trasferimento di energia al carico. Si possono ottenere rendimenti anche del 90 – 95 %, ovvero una perdita di potenza negli interruttori (che sono dei transistori) dell'ordine del 10 %.

Appendice B: I regolatori di tensione switching 3

Ovviamente ci sono anche degli svantaggi.



Siccome abbiamo una continua commutazione si ha la presenza di fastidiosi disturbi elettromagnetici che vanno filtrati in molte situazioni.

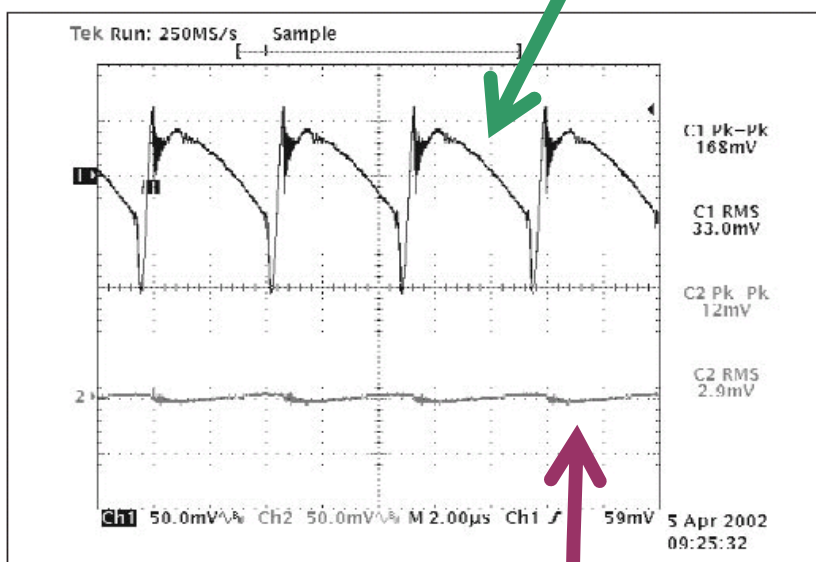
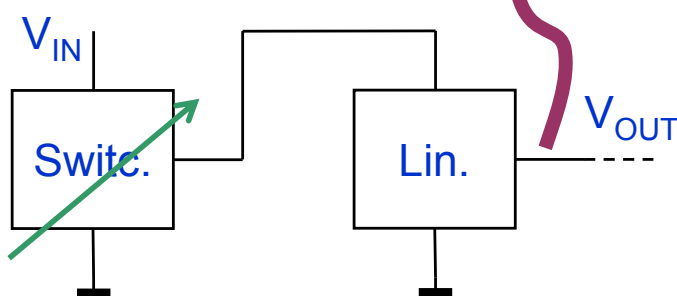


Figure 11—V375B12C250A and μ RAM; Input and output ripple @50% (10A) load CH1= V_i ; CH2= V_o ; $V_i - V_o = 305\text{mV}$; $R_{HR} = 80k$ (Configured as in Figs. 1 & 2)

Per minimizzare i disturbi si usa, ad esempio, la cascata di un regolatore switching con uno lineare.

La tensione di uscita dello switching la si regola in modo che il drop-out del regolatore lineare sia sufficientemente basso.



Bibliografia

SERGIO FRANCO
AMPLIFICATORI OPERAZIONALI E CIRCUITI INTEGRATI ANALOGICI
HOEPLI, 2003.